

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
る事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
in this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 4月21日

願 番 号
Application Number:

特願2000-121411

願 人
Applicant(s):

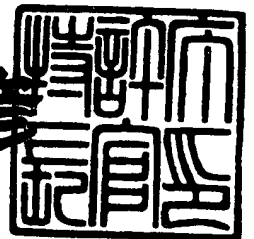
双葉電子工業株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年 5月26日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近 藤 隆 彦



出証番号 出証特2000-3040063

【書類名】 特許願
【整理番号】 F002396
【提出日】 平成12年 4月21日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04J 13/30
【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県横浜市神奈川区羽沢町 1 2 0 2 - 9

【氏名】 河野 隆二

【発明者】

【住所又は居所】 千葉県茂原市大芝 6 2 9 双葉電子工業株式会社内

【氏名】 石井 聡

【発明者】

【住所又は居所】 千葉県茂原市大芝 6 2 9 双葉電子工業株式会社内

【氏名】 星久木 淳

【特許出願人】

【識別番号】 000201814

【氏名又は名称】 双葉電子工業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100086841

【弁理士】

【氏名又は名称】 脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】 100114122

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴木 伸夫

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 平成11年特許願第162747号

【出願日】 平成11年 6月 9日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014650

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9303771

【包括委任状番号】 0003633

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信装置、及び受信装置の受信チャンネル推定方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、

入力信号を所定の分周比で分周して分周信号を得ると共に、この分周信号とクロックとの差分情報を出力する差分情報出力手段と、上記差分情報に応じた差信号電圧を出力するフィルタ手段と、上記差信号電圧により出力信号の周波数を制御する電圧制御発振器とからなる PLL 回路と、

上記 PLL 回路から出力される出力信号の周波数を局部発振周波数として上記送信信号を受信する受信手段と、

上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、

上記 PLL 回路から出力される出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルの周波数に設定する際に、上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、

上記推定手段は、上記 PLL 回路が一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替わる切替期間において、上記受信手段で受信される受信信号から上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することを特徴とする受信装置。

【請求項 2】 上記通信方式は、スペクトル拡散通信の周波数ホッピング方式とされることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】 上記制御手段は、上記 PLL 回路から出力される出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を複数回実行させることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 4】 上記推定手段は、
上記受信信号の信号強度を測定する信号強度測定回路と、
該信号強度測定回路にて測定された信号強度と、上記周波数ホッピング方式の

ホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、

を備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 5】 上記推定手段は、

上記受信信号の変調方式を判別する変調方式判別回路と、

該変調方式判別回路の判別結果と、上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、

を備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 6】 上記推定手段は、

上記受信信号の信号強度を測定する信号強度測定回路と、

上記受信信号の変調方式を判別する変調方式判別回路と、

上記信号強度測定回路にて測定された信号強度と、上記変調方式判別回路の判別結果、及び上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、

を備えていることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 7】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、

入力信号を所定の分周比で分周して分周信号を得ると共に、この分周信号とクロックとの差分情報を出力する差分情報出力手段と、第 1 の時定数が設定された第 1 のフィルタ回路と、該第 1 のフィルタ回路より遅い第 2 の時定数が設定された第 2 のフィルタ回路とを備え、上記差分情報に応じた差信号電圧を出力するフィルタ手段と、上記差信号電圧により出力信号の周波数を制御する電圧制御発振器とからなる PLL 回路と、

上記フィルタ手段の時定数の切り替えを行う時定数切替手段と、

上記 PLL 回路から出力される出力信号の周波数を局部発振周波数として送信信号を受信する受信手段と、

上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、

上記PLL回路から出力される出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルの周波数に設定する際に、上記時定数切替手段により上記フィルタ手段を上記第1のフィルタ回路から第2のフィルタ回路に切り替える切替制御を実行すると共に、上記PLL回路から出力される出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、

上記推定手段は、上記PLL回路から出力される出力信号を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに、上記第2のフィルタ回路により低速で切り替える切替期間において、上記受信手段で受信される受信信号から上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することを特徴とする受信装置。

【請求項8】 上記通信方式は、スペクトル拡散通信の周波数ホッピング方式とされることを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

【請求項9】 上記制御手段は、上記PLL回路から出力される出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を複数回実行させることを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

【請求項10】 上記推定手段は、
上記受信信号の信号強度を測定する信号強度測定回路と、
該信号強度測定回路にて測定された信号強度と、上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、
を備えていることを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

【請求項11】 上記推定手段は、
上記受信信号の変調方式を判別する変調方式判別回路と、
該変調方式判別回路の判別結果と、上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、
を備えていることを特徴とする請求項7に記載の受信装置。

【請求項12】 上記推定手段は、

上記受信信号の信号強度を測定する信号強度測定回路と、

上記受信信号の変調方式を判別する変調方式判別回路と、

上記信号強度測定回路にて測定された信号強度と、上記変調方式判別回路の判別結果、及び上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定回路と、

を備えていることを特徴とする請求項 7 に記載の受信装置。

【請求項 1 3】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する受信装置の受信チャンネル推定方法として、

P L L 回路から出力される出力信号の周波数を、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、上記出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替え、この切替期間において受信される受信信号から上記送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにしたことを特徴とする受信装置の受信チャンネル推定方法。

【請求項 1 4】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する受信装置の受信チャンネル推定方法として、

P L L 回路から出力される出力信号の周波数を、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、上記 P L L 回路に備えられているフィルタ回路の時定数を第 1 の時定数から第 2 の時定数に切り換えることにより、上記 P L L 回路から出力される出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに低速で切り替え、その切替期間において受信される受信信号から上記送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにしたことを特徴とする受信装置の受信チャンネル推定方法。

【請求項 1 5】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、

上記送信信号を受信する複数のアンテナと、

該複数のアンテナの出力を時分割で切り替え選択して受信信号を出力するスイッチ回路と、

周波数が制御された出力信号を出力する P L L 回路と、

上記スイッチ回路から出力される上記受信信号を、上記 P L L 回路から出力される上記出力信号を局部発振信号として用いて受信する受信手段と、

上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、

上記 P L L 回路から出力される上記出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに応じた局部発振周波数に設定する際に、上記 P L L 回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、

上記推定手段は、上記受信信号の信号強度を上記受信アンテナの出力の単位選択期間ごとに測定し、該信号強度を複数の前記単位選択期間にわたって合成出力する信号強度測定回路を備え、上記 P L L 回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に切り替える切替期間において、合成出力された上記信号強度から、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することを特徴とする受信装置。

【請求項 1 6】 複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、

上記送信信号を受信する複数のアンテナと、

該複数のアンテナの出力を時分割で切り替え選択して受信信号を出力するスイッチ回路と、

ループフィルタ回路を備え周波数が制御された出力信号を出力する P L L 回路と、

上記スイッチ回路から出力される上記受信信号を、上記 P L L 回路から出力される上記出力信号を局部発振信号として用いて受信する受信手段と、

上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、

上記 P L L 回路から出力される上記出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに応じた局部発振周波数に設定する際に、上

記ループフィルタ回路の時定数を切り替えると共に、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に切り替える制御を実行する制御手段とを備え、

上記推定手段は、上記受信信号の信号強度を上記受信アンテナの出力の単位選択期間ごとに測定し、該信号強度を複数の前記単位選択期間にわたって合成出力する信号強度測定回路を備え、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に、上記フィルタ回路により低速で切り替える期間において、合成出力された信号強度から、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することを特徴とする受信装置。

【請求項17】 上記通信方式は、スペクトル拡散通信の周波数ホッピング方式とされることを特徴とする請求項15または16に記載の受信装置。

【請求項18】 上記推定手段は、上記合成出力された信号強度と、上記周波数ホッピング方式のホッピングパターンから、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することを特徴とする請求項17に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は受信装置、及び受信装置の受信チャンネル推定方法に関わり、特にスペクトル拡散通信方式の一つとされる周波数ホッピング方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置に適用して好適なものである。

【0002】

【従来の技術】

従来から通信方式の一つとしてスペクトル拡散 (Spread Spectrum: SS) 通信方式が知られている。スペクトル拡散通信方式は大きく分けて、直接拡散方式 (Direct Sequence: 以下、「DS方式」と記す) と、周波数ホッピング方式 (Frequency Hopping: 以下、「FH方式」と記す) がある。

DS方式は拡散符号と呼ばれる符号列で原データをDS変調して通信を行う方

式であり、DS変調により信号のスペクトルを拡散させて耐ノイズ特性の向上を図っている。この信号のスペクトルを拡散させる符号列としては、疑似雑音 (Pseudo Noise: PN) 系列符号が一般的に用いられている。

【0003】

一方、FH方式は擬似的なランダム順序で周波数チャンネルを一定の周期で予め決められた順序で切り替えて通信を行う方式とされる。

このため、FH方式を利用して通信を行う場合は、送信装置及び受信装置に予め同一のホッピングパターンが設定されている。

【0004】

図11はFH方式の原理を説明するための図である。

この図11に示すFH方式では、周波数チャンネルとして $f_0 \sim f_9$ までの10チャンネルが用意されている。また、この場合のホッピングパターンは、一例として図示するように周波数チャンネルを、 $f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow \dots \rightarrow f_9 \rightarrow f_0 \rightarrow f_1 \dots$ の順序でホッピングさせる。

【0005】

なお、本明細書では、説明をわかりやすくするため、ホッピングパターンを周波数チャンネル $f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow \dots \rightarrow f_9 \rightarrow f_0 \rightarrow f_1 \dots$ といった単純な順序でホッピングさせるパターンとするが、実際のホッピングパターンは各受信機/送信機毎に、周波数チャンネルをランダム順序にホッピングさせるパターンに設定されるものである。

また、周波数チャンネル数も10チャンネルとして説明するが、実際には20チャンネル～40チャンネル程度用意されている。

【0006】

上記のようなFH方式を利用して送信装置と受信装置との間で通信を行う場合、受信装置は送信装置から送信される送信信号の送信周波数(送信チャンネル)に同期させて、受信周波数(受信チャンネル)をホッピングさせる必要がある。そのため、受信装置は、送信装置の送信周波数に、受信周波数を同期させるいわゆる初期同期を確立する必要がある。

【0007】

図 1 2 は、従来の F H 方式の受信装置において行われている初期同期を確立させる動作の説明図である。

受信装置では、送信装置から自己の端末に送信されてくる送信信号のホッピングパターンが予めわかっていることから、送信信号を 1 度受信すれば、送信装置との同期を確立させることができる。

従って、図 1 2 に示すように、例えば送信装置からの送信信号の送信周波数が $f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow \dots \rightarrow f_g \rightarrow f_0 \dots$ といった順序でホッピングしていれば、受信装置は受信周波数を全周波数チャンネル $f_0 \sim f_g$ の内、任意の周波数チャンネル、例えば周波数チャンネル f_0 に固定して送信装置からの信号の受信待機状態となるようにする。そして、例えば周波数チャンネル f_0 で自己の識別符号を検出した時に、送信装置との同期を確立するようにしている。

【0 0 0 8】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記のような従来の同期確立方法では、受信装置の受信周波数が送信装置の送信周波数と一致するまでの期間が初期同期確立時間となるが、このような初期同期確立時間は可能な限り短縮することが望ましい。

【0 0 0 9】

上記したような初期同期の確立方法によって、初期同期に最も時間を要する場合を考えてみると、例えば図 1 2 に示すように送信装置が周波数チャンネル f_0 で送信信号を送出し終わったタイミング t_{11} で、受信装置が周波数チャンネル f_0 で受信状態となった時が考えられる。

この場合、初期同期が確立されるのは送信装置が 1 スキャン終了して、次に周波数チャンネル f_0 で送信信号を送出し終わるタイミング t_{12} となる。

【0 0 1 0】

よって、送信装置から送出される送信信号が 1 周波数チャンネルにとどまる滞留時間を t_1 とし、また周波数チャンネルが切り替わる切替時間を無視したとしても、初期同期に要する時間は、周波数チャンネル数 \times 滞留時間 t_1 だけ要することになる。

一般的に、F H 方式における周波数チャンネルの数は 2 0 ～ 4 0 程度が用意さ

れていることからチャンネル数を40とし、1周波数チャンネルあたりの滞留時間 t_1 を10msとして考えると、初期同期を確立するのに最も時間を要する最悪のタイミングでは $40 \times 10 = 400$ msになる。

つまり、この場合は、送信装置と受信装置との間で通信を開始するために、受信装置において受信電波の検出を開始してから、400msたって初めて通信が可能になるといった非現実的なシステムとなってしまう。

【0011】

また、実際に各チャンネルの滞留時間 t_1 が、例えば数100msと長いシステムも存在するため、そのようなシステムの場合は、初期同期を確立するのに数秒の時間が必要になる。

【0012】

このように従来のFH方式における初期同期確立時間は、チャンネル数及び各チャンネルの滞留時間 t_1 によって決定され、チャンネル数及び滞留時間 t_1 に比例して初期同期確立時間が長くなるという欠点があった。

【0013】

また、送信装置と受信装置との間の通信路の環境により、例えば送信電波が構造物等で反射・合成されることによって発生するマルチパスフェージングや、例えば地形や建物、樹木、車両等により送信電波が遮蔽されることによって発生するシャドウイング、混信などにより、初期同期確立動作時に送信装置からの送信信号を受信装置で受信できないことがある。

この場合、受信装置では、再度、初期同期確立のための動作として、例えば受信周波数の周波数チャンネルを替えるなどして、初期同期の確立のための動作を行うことになるので、初期同期確立時間がさらに長くなるといった欠点があった。

【0014】

そこで、例えば初期同期の確立動作時に、FH方式の全ての周波数チャンネルの帯域に亘り、広帯域で受信してデジタル信号処理回路等によりデジタル処理を施し、周波数チャンネルを推定する方式も考えられるが、この場合は高速のデジタル信号処理を行うことができるデジタル信号処理回路LSIや高速のA/D変

換器等が必要になるため、非常にコストがかかるという欠点があった。

【 0 0 1 5 】

また受信帯域が広がることで、熱雑音を受信する周波数帯域も広がることになるので、熱雑音エネルギー W_N ($W_N = k \times T \times B$ 但し、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 B は帯域幅)が増加する。この結果、 E_b/N_o (E_b はビット当たりエネルギー、 N_o はノイズ)が低下するため、受信感度が低下するという欠点もあった。

【 0 0 1 6 】

また、マルチパスフェージングがあると、受信信号の信号強度が場所的にも、時間的にも大幅に変動する。このとき、周波数によっても受信信号の信号強度が異なるため、初期同期の確立動作時に、単純に各周波数チャンネルの信号強度を検出するだけでは、どの周波数チャンネルを使用して送信されているかを受信側で正確には推定できないという問題がある。

しかし、マルチパスフェージングでは、2つの受信点が $\lambda/2$ 程度 (λ :波長) 離隔すれば、信号強度が独立に変動するものとなることが知られている。この点に着目して、従来より、受信アンテナダイバーシティ技術が知られている。

したがって、所定間隔離隔した複数の受信点にそれぞれ受信アンテナを配置して、複数の受信アンテナが受信した受信信号を用いれば、初期同期の確立動作時においてもフェージングの影響を低減させることが考えられる。

【 0 0 1 7 】

受信アンテナダイバーシティの第1の技術(ブランチ構成法)として、複数のアンテナの1つを切り替えスイッチで選択し、受信信号電力またはビットエラーレートを測定することにより、受信信号の品質が所定値以下になったときには、他方の受信アンテナに切り替えることにより、受信信号品質に関してフィードバック制御を行うものがある。しかし、この方法では、処理時間遅れが大きい。また、受信信号がどのような信号であるかを判断できない場合には、受信信号品質の評価自体ができなくなる。

【 0 0 1 8 】

受信アンテナダイバーシティの第2の技術(合成受信法)として、複数のアン

テナで受信した信号を、個別に高周波増幅し周波数変換した受信信号を、最大比合成するものがある。しかし、この方法では、高周波増幅回路等が受信アンテナの数に応じた個数分、必要となるだけでなく、複雑な制御が必要となる。また、「ソフトウェアアンテナ」と呼ばれる技術もあるが、同様に複雑な制御が必要である。

【 0 0 1 9 】

そこで、本発明はこのような問題点を解決するためになされたもので、初期同期確立に要する時間の短縮化を、低コスト並びに簡易的な構成で実現することができる受信装置、及びその受信チャンネルの推定方法を提供することを目的とする。

さらに、マルチパスフェージングの影響を受けにくくして、確実な受信チャンネルの推定を、低コスト並びに簡易的な構成で実現することができる受信装置を提供することを目的とする。

【 0 0 2 0 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、入力信号を所定の分周比で分周して分周信号を得ると共に、この分周信号とクロックとの差分情報を出力する差分情報出力手段と、差分情報に応じた差信号電圧を出力するフィルタ手段と、差信号電圧により出力信号の周波数を制御する電圧制御発振器とからなるPLL回路と、PLL回路から出力される出力信号の周波数を局部発振周波数として送信信号を受信する受信手段と、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、PLL回路から出力される出力信号の周波数を送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルの周波数に設定する際に、出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、推定手段は、PLL回路が一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替わる切替期間において、受信手段で受信される受信信号から送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 1 】

また本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、入力信号を所定の分周比で分周して分周信号を得ると共に、この分周信号とクロックとの差分情報を出力する差分情報出力手段と、第1の時定数が設定された第1のフィルタ回路と、この第1のフィルタ回路より遅い第2の時定数が設定された第2のフィルタ回路とを備え、差分情報に応じた差信号電圧を出力するフィルタ手段と、差信号電圧により出力信号の周波数を制御する電圧制御発振器とからなるPLL回路と、フィルタ手段の時定数の切り替えを行う時定数切替手段と、PLL回路から出力される出力信号の周波数を局部発振周波数として送信信号を受信する受信手段と、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、PLL回路から出力される出力信号の周波数を送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルの周波数に設定する際に、時定数切替手段により上記フィルタ手段を第1のフィルタ回路から第2のフィルタ回路に切り替える切替制御を実行すると共に、PLL回路から出力される出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、推定手段は、PLL回路から出力される出力信号を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに、第2のフィルタ回路により低速で切り替える切替期間において、受信手段で受信される受信信号から送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 2 】

また本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する受信装置の受信チャンネル推定方法として、PLL回路から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替え、この切替期間において受信される受信信号から送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 3 】

また本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する受信装置の受信チャンネル推定方法として、PLL回路から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、PLL回路に備えられているフィルタ回路の時定数を第1の時定数から第2の時定数に切り換えることにより、PLL回路から出力される出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに低速で切り替え、その切替期間において受信される受信信号から上記送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 4 】

即ち、本発明はPLL回路から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、PLL回路から出力される出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替え、その切替期間において受信される受信信号から送信チャンネルに対応した受信チャンネルを短時間で推定するようにしている。

そして、この受信チャンネルの推定結果を用いて、受信装置の初期同期確立することで、初期同期に要する時間の短縮化を図ることが可能になる。

【 0 0 2 5 】

また、本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、上記送信信号を受信する複数のアンテナと、該複数のアンテナの出力を時分割で切り替え選択して受信信号を出力するスイッチ回路と、周波数が制御された出力信号を出力するPLL回路と、上記スイッチ回路から出力される上記受信信号を、上記PLL回路から出力される上記出力信号を局部発振信号として用いて受信する受信手段と、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに応じた局部発振周波数に設定する際に、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える制御を実行する制御手段とを備え、上記推定手段は、

上記受信信号の信号強度を上記受信アンテナの出力の単位選択期間ごとに測定し、該信号強度を複数の前記単位選択期間にわたって合成出力する信号強度測定回路を備え、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に切り替える切替期間において、合成出力された上記信号強度から、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 6 】

また、本発明は、複数の周波数チャンネルを利用した通信方式により送信されてくる送信信号を受信する受信装置において、上記送信信号を受信する複数のアンテナと、該複数のアンテナの出力を時分割で切り替え選択して受信信号を出力するスイッチ回路と、ループフィルタ回路を備え周波数が制御された出力信号を出力するPLL回路と、上記スイッチ回路から出力される上記受信信号を、上記PLL回路から出力される上記出力信号を局部発振信号として用いて受信する受信手段と、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定する推定手段と、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに応じた局部発振周波数に設定する際に、上記ループフィルタ回路の時定数を切り替えると共に、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に切り替える制御を実行する制御手段とを備え、上記推定手段は、上記受信信号の信号強度を上記受信アンテナの出力の単位選択期間ごとに測定し、該信号強度を複数の前記単位選択期間にわたって合成出力する信号強度測定回路を備え、上記PLL回路から出力される上記出力信号の周波数を、一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに応じた局部発振周波数に、上記フィルタ回路により低速で切り替える期間において、合成出力された信号強度から、上記送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにした。

【 0 0 2 7 】

即ち、本発明は、上記送信信号を受信する複数のアンテナの出力を時分割で切り替え選択して受信信号を出力し、受信信号の信号強度を受信アンテナの出力の

単位選択期間ごとに測定し、この信号強度を複数の単位選択期間にわたって合成出力して受信チャンネルの推定を行っている。

そのため、マルチパスフェージングの影響を少なくできる。そして、この受信チャンネルの推定結果を用いて、受信装置の初期同期を確立することで、初期同期に要する時間の短縮化を図ることが可能になる。

【 0 0 2 8 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について説明する。

なお、本実施の形態では通信方式としてスペクトル拡散通信の周波数ホッピング方式を例に挙げて説明する。

【 0 0 2 9 】

図 1 は本発明の実施の形態とされる受信装置のブロック図の一例を示した図である。

この図 1 に示す受信装置 1 において、アンテナ 2 から入力された周波数ホッピング信号（以下「F H 信号」という）は、高周波増幅器 3 に供給され、高周波増幅器 3 において増幅されてミキサ 4 に供給される。

ミキサ 4 は上記高周波増幅器 3 にて増幅された F H 信号と、後述する P L L 回路 1 2 から出力される出力信号（局部発振信号）とをミキシングすることにより、F H 信号に逆拡散を施し、一定の中間周波数に変換して、図示しないバンドパスフィルタ（B P F）を介して一次復調器 5 に供給する。

一次復調器 5 は、後述する送信装置の一次変調器において施された周波数変調（F S K）や位相変調（P S K）に対応した復調を行い、復調した信号をベースバンド信号処理部 6 に供給する。

ベースバンド信号処理部 6 は、一次復調器 5 から供給される信号に対して、エラー訂正処理等を施して、送信側からのベースバンド信号（送信データ）に対応した受信データを得るようにしている。

【 0 0 3 0 】

破線で囲った推定手段 7 は、信号強度測定回路 8、変調方式判別回路 9 及び推定回路 1 0 によって構成されており、後述する初期同期を確立させる際に動作す

るようにされる。

信号強度測定回路 8 は、初期同期確立動作時、ミキサ 4 にて中間周波数に変換された受信信号の強度を測定するようにされる。

変調方式判別回路 9 は、例えば上記一次復調器 5 と同様、送信装置の一次変調器において施された周波数変調 (F S K) や位相変調 (P S K) を判定することができる復調器を備えており、初期同期確立時、ミキサ 4 にて中間周波数に変換された受信信号の変調方式が同一の変調方式かどうか判別するようにされる。

推定回路 1 0 は、例えば本実施の形態の受信装置 1 に予め設定されているホッピングパターンを保持しており、このホッピングパターンと、信号強度測定回路 8 にて測定された受信信号の信号強度 (レベル)、及び変調方式判別回路 9 の判別結果に基づいて、受信信号が当該受信装置 1 に対して送信されている F H 信号 (以下、「希望波信号」という) かどうかを推定するようにされる。

【 0 0 3 1 】

破線で囲った P L L (Phase Locked Loop) 回路 1 2 は、プログラム分周器 1 3、ループフィルタ 1 4 及び電圧制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator; 以下、「V C O」という) 1 5 によって構成され、V C O 1 5 の出力をプログラム分周器 1 3 にフィードバックすることで、プログラム分周器 1 3、ループフィルタ 1 4 及び V C O 1 5 からなる閉ループを形成している。

【 0 0 3 2 】

プログラム分周器 1 3 は、例えば V C O 1 5 から所定のホッピングパターンに対応した局部発振信号を出力させるための分周比が予め各受信装置毎にプログラムされており、V C O 1 5 から入力される入力信号を所定の分周比で分周し、この分周した分周信号と水晶発振器等によって構成されるクロック発生器 1 6 から供給されるクロック信号とを比較して、その比較結果を誤差情報として出力する。

【 0 0 3 3 】

ループフィルタ (ローパスフィルタ) 1 4 は、図示していないが、例えばコンデンサと抵抗からなる C R フィルタ回路によって、少なくとも時定数の異なる 2 つのフィルタ回路 (第 1 のフィルタ回路及び第 2 のフィルタ回路) が設けられている。そして、上記プログラム分周器 1 3 からの誤差情報の差電圧信号を D C 電

圧に変換してVCO15に出力する。

【0034】

ループフィルタ14の第1のフィルタ回路は、本実施の形態の受信装置1と送信装置との間でFH方式により通常データ通信を行う際に用いられ、その時定数はホッピングする周波数に対して十分追従できるように比較的高速に設定されている。

これに対して、第2のフィルタ回路は、後述する初期同期の確立動作時に用いられ、その時定数は上記第1のフィルタ回路より低速に設定されている。

【0035】

VCO15は、ループフィルタ14を通して供給される差電圧信号によって、その発振周波数がコントロールされ、その出力を上記プログラム分周器13にフィードバックすると共に、ミキサ4に局部発振信号として出力する。

【0036】

時定数切替回路17は、システムマイコン11の制御に基づいて、ループフィルタ14に設けられている第1及び第2のフィルタ回路の切り換え制御を行う。

システムマイコン11は、初期同期確立動作時、推定手段7及びPLL回路12に対して所要の制御を実行する。なお、初期同期を確立するための動作については後述する。

【0037】

図2は、上記図1に示したFH方式の受信装置に対応する送信装置のブロック図である。

この図2に示す送信装置30において、送信データはベースバンド信号処理部31において所定の信号処理が施された後、一次変調器32に供給される。

一次変調器32では、周波数変調(FSK)等のデジタル狭帯域変調が施された後、ミキサ33に供給され、ミキサ33においてPLL回路36からの出力信号により周波数変換される。

【0038】

PLL回路36は、クロック発生器37からのクロックに基づいて局部発振信号を生成して出力する。この場合、PLL回路36はシステムマイコン38の制

御により、所定のホッピングパターンに対応させて局部発振信号の周波数を時間的に変化させるようになされており、そのような出力信号が送信周波数としてミキサ 3 3 に出力される。

【 0 0 3 9 】

従って、一次変調器 3 2 で狭帯域変調が施された信号は、ホッピングパターンに対応した送信周波数に周波数変換され、高周波増幅器 3 4 で増幅されて送信アンテナ 3 5 から送信される。即ち、このような F H 方式の送信装置 3 0 は、送信信号を拡散した広い周波数帯域を有するスペクトル拡散信号として送信する。

【 0 0 4 0 】

次に、上記図 1 に示した本実施の形態の受信装置 1 の初期同期確立のための動作を図 3 ～図 5 を参照しながら説明する。

なお、本実施の形態の F H 方式では、説明をわかりやすくするため、先に図 1 及び図 1 2 において説明したようにチャンネル数を 1 0 チャンネルとし、また送受信を行う F H 方式のホッピングパターンは周波数チャンネルを $f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow \dots \rightarrow f_9 \rightarrow f_0$ といった順序でホッピングさせるパターンとする。

【 0 0 4 1 】

本実施の形態の受信装置 1 と送信装置 3 0 との間で F H 方式により通信を行う場合は、受信装置 1 は、先ず送信装置 3 0 との間でホッピングパタンの同期を取るために初期同期を確立のための動作を行う。

その場合、受信装置 1 ではシステムマイコン 1 1 により時定数切替回路 1 7 が制御され、時定数切替回路 1 7 によりループフィルタ 1 4 のフィルタ回路を時定数が低速とされる第 2 のフィルタ回路に切り替え、その切り替えた状態のもとで、システムマイコン 1 1 は、以下に説明するような P L L 回路 1 2 及び推定手段 7 に対する制御を行うようにされる。

【 0 0 4 2 】

ここで、システムマイコン 1 1 により初期同期確立動作時に実行される P L L 回路 1 2 の制御例について説明する。

この場合、システムマイコン 1 1 は、P L L 回路 1 2 から出力される局部発振信号の周波数を、本実施の形態の F H 方式で使用する全ての周波数チャンネルの

帯域をサンプリング（掃引）させるように制御する。

【 0 0 4 3 】

例えばシステムマイコン 1 1 は、先ず、プログラム分周器 1 3 の分周比を V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数が最も低い周波数チャンネル f_0 となるようにセットする。そして V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数が、図 3 に示すように周波数チャンネル f_0 に達した時点 t_1 で、プログラム分周器 1 3 の分周比を V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数が最も高い周波数チャンネル f_g となるようにセットする。すると、P L L 回路 1 2 は低速の時定数に切り替えられているので、V C O 1 5 は比較的遅い速度で周波数チャンネル f_g に変化する。

そして V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数が、周波数チャンネル f_g に達した時点 t_2 で、プログラム分周器 1 3 の分周比を、再び、V C O 1 5 の局部発振信号の周波数が最も低い周波数チャンネル f_0 となるようにセットする。

このような制御を連続して行うことで、P L L 回路 1 2 から出力される局部発振信号の周波数は、図 3 に示すように最も高い周波数チャンネル f_g と最も低い周波数チャンネル f_0 の間を掃引することになる。

【 0 0 4 4 】

またこの時、例えば V C O 1 5 の周波数が周波数チャンネル $f_0 \sim f_g$ まで全てのチャンネル周波数を 1 回掃引する 1 掃引期間（サンプリング期間） T_1 は、ループフィルタ 1 4 を低速の第 2 のフィルタ回路に切り替えて、例えばホッピングパタンの 1 周波数チャンネルの滞留時間 t_1 内となるようにする。なお、このような掃引期間 T_1 はループフィルタ 1 4 の第 2 のフィルタ回路の時定数によって設定されるものである。

【 0 0 4 5 】

さらに、システムマイコン 1 1 は、上記のような P L L 回路 1 2 から出力される局部発振信号の掃引制御と並行して、推定手段 7 を動作させるように制御する。この場合、P L L 回路 1 2 から出力される局部発振信号の周波数タイミングで、ミキサ 4 により受信された受信信号が推定手段 7 の信号強度測定回路 8 及び変

調方式判別回路 9 に供給される。

【 0 0 4 6 】

図 4 は、上記 1 回のサンプリングによって信号強度測定回路 8 で測定される受信信号の受信強度の一例を示した図である。

信号強度測定回路 8 は、上述したようにミキサ 4 で中間周波数に変換された受信信号の信号強度を測定していることから、例えば図 4 に示すように、周波数チャンネル f_0 , f_4 , f_6 , f_9 といった周波数スペクトルに応じて信号強度（レベル）の異なる受信信号が得られる。

【 0 0 4 7 】

また、図 5 は同じく 1 回のサンプリングによって変調方式判別回路 9 で判別される受信信号の変調方式の一例を示した図である。

変調方式判別回路 9 では、上記信号強度測定回路 8 と同一の周波数スペクトルの受信信号で、本実施の形態の F H 方式と同一システムの変調方式（以下、単に「同一変調方式」という）かどうか判別するようになされている。

【 0 0 4 8 】

この図 5 には、ハッチで示されている周波数チャンネル f_0 , f_4 , f_6 の受信信号が同一変調方式の信号であることが判別され、周波数チャンネル f_9 で受信された受信信号が異なる変調方式の信号であると判別されている様子が示されている。

【 0 0 4 9 】

そして、推定回路 1 0 は、信号強度測定回路 8 から供給される信号強度、及び変調方式判別回路 9 から供給される変調方式の判別結果に基づいて、受信信号が当該受信装置 1 に対して送信されている希望波信号であるかどうか推定するようにしている。

【 0 0 5 0 】

例えば、推定回路 1 0 に信号強度測定回路 8 及び変調方式判別回路 9 から図 4 及び図 5 に示すような検出結果が供給されたとすると、推定回路 1 0 はこれらの信号強度、及び変調方式から周波数チャンネル f_0 , f_4 , f_6 の何れかが希望波信号であると推定する。

【 0 0 5 1 】

この場合、システムマイコン 1 1 は、これらの受信信号 f_0 , f_4 , f_6 の内、何れか 1 つを希望波信号と仮定し、時定数切替回路 1 7 を制御してループフィルタ 1 4 のフィルタ回路を、第 2 のフィルタ回路から通常動作時に用いる第 1 のフィルタ回路に切り替えて、希望波信号の受信を行うようにする。

そして、希望波信号の 1 フレーム内に含まれる情報データから最終的に希望波信号かどうかの判定を行い、希望波信号であれば、初期同期が確立したものとして送信装置と通信を行うようにする。

また、仮定した希望波信号の 1 フレームに含まれる識別データ等から最終的に希望波信号でないと判定したときは、先に、推定回路 1 0 で希望波信号と推定された残りの希望波信号から 1 つ、再度、希望波信号と仮定して上述した希望波信号かどうかの判定処理を行い、最終的に推定回路 1 0 で希望波信号と推定された受信信号から正しい希望波信号を判別するようにしている。

【 0 0 5 2 】

ところで、上記したように信号強度測定回路 8 及び変調方式判別回路 9 で検出される受信信号は、同一のシステムでも異なるホッピングパターンを利用して通信が行われている他の送信電波があるため、図 4 及び図 5 に示すように、同一の変調方式の信号が 1 回の掃引（サンプリング）によって複数推定されることがある。この場合は、希望波信号の推定は 1 回のサンプリングで推定できるため、極めて短時間で済むものの、推定された複数の希望波信号から目的の希望波信号を判別して初期同期を確立するには、推定した各希望波信号に含まれる識別データの判定が必要になり、それだけ初期同期の確立に時間を要することになる。

換言すれば、推定手段 7 における希望波信号の推定精度の向上を図れば、初期同期の確立に要する時間を短縮することができる。

【 0 0 5 3 】

そこで、次に上記推定手段 7 により確実に目的の希望波信号を推定することができる推定方法について説明する。

推定手段 7 により、希望波信号を確実に推定できるようにする場合は、上記 PLL 回路 1 2 から出力される局部発振信号のサンプリング周期 T_1 をホッピング

パタンの 1 周波数の滞留時間 t_1 の数分の 1 となるように、上記ループフィルタ 1 4 の第 2 のフィルタ回路の時定数を予め設定しておく。

そして、初期同期確立動作時は、少なくともホッピングパタンの滞留時間 t_1 の数倍の時間、連続して複数回、サンプリングさせるようにプログラム分周器 1 3 の制御を行うようにする。

【 0 0 5 4 】

そして、推定手段 7 の推定回路 1 0 において、信号強度測定回路 8 及び変調方式判別回路 9 にて検出される複数回のサンプリング結果に基づいて、当該受信装置 1 の希望波信号かどうか推定するようにしている。

【 0 0 5 5 】

図 6 は、推定回路 1 0 において、ホッピングパタンの 1 周波数の滞留時間 t_1 の $1/4$ 倍で 8 回連続してサンプリングした時に、各サンプリングごとに得られる信号波形（スペクトラム）の一例を示した図である。

なお、この図 6 (a) ~ (h) に示す信号波形は、掃引方向が f_0 から f_g に変化する上り方向を順方向として示している。

従って、サンプリング方向が $f_g \rightarrow f_0$ に変化する下り方向の時に受信されたスペクトラムは、図示していないメモリ等に一旦、記憶され、上り方向に変換して表示したものである。

【 0 0 5 6 】

この図 6 において、ハッチを施したバーは、変調方式判別回路 9 において同一変調方式と判別された信号を示している。また、これらのバーの長さは、信号強度測定回路 8 で測定された信号強度を示している。

また、この図 6 (a) ~ (h) に示した各バーに示されている①~④は、同一信号であることを示している。なお、このような各サンプリングにおいて検出される信号①~④が同一信号かどうかの判別は、推定回路 1 0 において各サンプリングで受信された信号の変調方式及び信号強度（レベル）から周波数チャンネルが異なっている場合でも、信号①~④の何れの信号であるかどうか判別することが可能である。

【 0 0 5 7 】

この場合、推定回路 10 では、先ず、信号④は変調方式が異なっているため明らかに希望波信号でないと推定し、残る信号①～③から希望波信号を推定する。

次に、推定回路 10 は、信号①～③のホッピング周期に着目する。

本実施の形態のサンプリング周期は、FH方式のホッピングパタンの 1 周波数の滞留時間 t_1 の $1/4$ 倍とされることから、同一のシステムの送信装置からの信号であれば、4 サンプリング期間にわたって同じ周波数チャンネルを取るはずである。

【0058】

そこで、信号①～③の周波数変化を見てみると、信号①及び信号②は、4 サンプリング周期で周波数チャンネルが変化しているものの、信号③は 2 サンプリング周期で周波数チャンネルが変化（ホッピング）していることがわかる。

このことから信号③は滞留時間 t_1 の異なる他のシステムの信号であり、信号①及び②が本実施の形態の受信装置 1 と同一システムの信号であると推定する。

【0059】

次いで、推定回路 10 は、受信信号の周波数のホッピングパターンに着目する。

本実施の形態の受信装置 1 に予め設定されているホッピングパターンは、先にも説明したように、周波数チャンネル $f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \rightarrow \dots \rightarrow f_9 \rightarrow f_0 \rightarrow f_1 \rightarrow f_2 \dots$ といった順序でホッピングさせるパターンであることから、信号①又は信号②の何れかが希望波信号であるならば、同一のホッピングパターンで周波数チャンネルが変化することになる。

【0060】

この点に着目して、信号①及び信号②を見てみると、信号①は周波数チャンネルが $f_1 \rightarrow f_2$ と変化しているのに対して、信号②は $f_4 \rightarrow f_1$ と変化している。このことから、自己のホッピングパターンと同一のホッピングパターンで周波数チャンネルが変化している信号①が希望波信号であると推定する。

このように、自己のホッピングパターンやホッピングタイミングを利用して目的の希望波信号を推定すれば、複数の受信信号が得られた場合でも確実に希望波信号を推定することができる。

【0061】

上記のようにして推定回路 1 0 により希望波信号を推定した時点、例えば図 6 の (e) ~ (h) に示す周波数チャンネル f_2 の何れかのサンプリングタイミングで、システムマイコン 1 1 は、時定数切替回路 1 7 を制御してループフィルタ 1 4 のフィルタ回路を、第 2 のフィルタ回路から通常動作時に用いる第 1 のフィルタ回路に切り替えると共に、プログラム分周器 1 3 を送信側のホッピングタイミングと同期させて、所定のホッピングパターンで動作させるように制御を行う。

そして、希望波信号の受信を行い、希望波信号の 1 フレーム内に含まれる情報データから最終的に希望波信号かどうかの判定を行うようにする。

そして、再度、希望波信号であれば、初期同期が確立したものとして送信装置と通信を行うようにする。

また、仮に、1 フレームに含まれる情報データから最終的に希望波信号でないと判定した時は、再度、時定数切替回路 1 7 によりループフィルタ 1 4 を第 1 のフィルタ回路から初期同期確立時に用いられる第 2 のフィルタ回路に切り替えて、これまで説明した希望波信号を推定するための動作を行うようにすればよい。

【 0 0 6 2 】

このように本実施の形態の受信装置 1 は、PLL 回路 1 2 のループフィルタ 1 4 として、通常のデータ通信時に使用する、時定数が高速とされる第 1 のフィルタ回路と、この第 1 のフィルタ回路より低速で、少なくともホッピングパタンの 1 周波数当たりの滞留時間 t_1 内において全周波数チャンネルを掃引することができるように、その時定数が設定されている第 2 のフィルタ回路を設けるようにしている。

そして、初期同期の確立動作時は、ループフィルタ 1 4 を第 2 のフィルタ回路に切り替えて、全周波数チャンネルを 1 回、又は複数回連続してサンプリングを行い、そのサンプリング期間において、推定手段 7 において受信される受信信号の信号強度、変調方式、及びホッピングパターンから希望波信号を推定するようにしている。

こうすることで、従来は FH 方式のホッピングパタンの滞留時間 t_1 の 1 0 倍から数十倍（チャンネル数によって異なる）が必要であった初期同期確立時間を、1 周波数の滞留時間 t_1 のわずか数倍の時間という極めて短時間とすることが

できる。

【 0 0 6 3 】

なお、これまで説明した本実施の形態では、推定手段 7 に、信号強度測定回路 8、変調方式判別回路 9 を設け、推定回路 1 0 において、上記信号強度測定回路 8 から出力される信号レベルと変調方式判別回路 9 にて検出された変調方式の変検出結果出力から希望波信号を推定するようにしているが、必ずしも、信号強度測定回路 8 及び変調方式判別回路 9 を設ける必要はない。

例えば、信号強度測定回路 8 だけを設け、推定回路 1 0 で、信号強度測定回路 8 からの信号強度出力による信号の存在と、ホッピングパタンの比較を行い、希望波信号を推定することも可能である。

また逆に、変調方式を判別する変調方式判別回路 9 だけを設け、推定回路 1 0 で、同一変調方式の信号の存在とホッピングパタンの比較を行い、希望波信号を推定することもできる。

【 0 0 6 4 】

また、これまで説明してきた本実施の形態では P L L 回路 1 2 のループフィルタ 1 4 に初期同期確立動作時に用いる第 2 のフィルタ回路を設けるようにしているが、P L L 回路 1 2 の局部発振信号が掃引状態となるように制御できれば、必ずしも第 2 のフィルタ回路を設ける必要はない。

【 0 0 6 5 】

図 7 は、そのような本発明の受信装置の他の実施の形態を示したブロック図である。

なお、図 1 と同一部位に同一番号を付し、その説明は省略する。

この図において、破線で囲った P L L 回路 2 1 は、プログラム分周器 1 3、ループフィルタ 2 2 及び V C O 1 5 によって閉ループが形成されている。

ループフィルタ（ローパスフィルタ）2 2 には、例えばコンデンサと抵抗からなる時定数回路が 1 つだけ設けられているものとされる。

つまり、この図 7 に示す受信装置 2 0 は、先に図 1 において説明した受信装置 1 のように、初期同期確立時において、P L L 回路のループフィルタの時定数を低速に切り替えることなく、推定手段 7 において希望波信号を推定するようにし

たものである。

【 0 0 6 6 】

この場合でも、ループフィルタ 2 2 の時定数は有限であるため、P L L 回路 2 1 の V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数を切り替えた場合、新たな周波数チャンネルに切り替わるまでの間に必ず切替時間が発生する。

従って、初期同期確立動作時は、システムマイコン 1 1 が P L L 回路 1 2 の V C O 1 5 から出力される局部発振信号の周波数を全周波数チャンネルの帯域を掃引させるように制御することで、この切替期間において得られる受信信号から上述したように推定手段 7 により希望波信号を推定することが可能である。

【 0 0 6 7 】

なお、この実施の形態においても、推定手段 7 により、希望波信号を確実に推定できるようにする場合は、初期動作確立動作時に、上記 P L L 回路 2 1 から出力される局部発振信号の掃引周期（サンプリング周期） T_1 を、ホッピングパタンの 1 周波数の滞留時間 t_1 の数分の 1 となるように、プログラム分周器 1 3 の制御を行う。さらに、ホッピングパタンの複数の滞留時間 t_1 にわたって、掃引（サンプリング）を繰り返す。このようにすると、図 6 を参照して説明したように、自己の受信装置における 1 周波数チャンネルの滞留時間 t_1 、ホッピングパターンと比較することによって、自己の受信装置の希望波を推定することができる。

【 0 0 6 8 】

これまでの説明では 受信信号があるときには、どの周波数チャンネルについてもほぼ同じ信号強度で受信されることを前提に、図 4，図 6 に示したように、信号強度を比較していた。

しかし、マルチパスフェージングが発生している環境において受信する場合には、受信信号の信号強度が時間的、場所的に変動する。このとき、周波数によって受信信号の変動の態様が異なる。そのため、各周波数の信号強度をそのまま評価してしまうと、フェージングによって一時的に減衰した受信信号の周波数チャンネルを検出できないという問題がある。

また、局部発信周波数を連続的に変化させて各周波数の信号強度を検出すると

、受信装置が静止しているときでも、移動しているときと同様なフェージングが発生するという問題もある。

以下に説明する本発明の他の実施の形態は、上述した問題を解決するためになされたものであり、受信チャンネルの推定をより確実に行うことができるものである。

【 0 0 6 9 】

図 8 は、本発明のさらに他の実施の形態とされる周波数ホッピング方式により通信を行う受信装置のブロック図である。

図 1 を参照して説明した実施の形態を前提としたもので説明するので、図中、図 1 と同一部位に同一番号を付し、その説明は省略する。

4 0 は受信装置、4 1 はアンテナアレーである。図示の例では、複数 ($n = 4$) 本の受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ が、所定間隔、例えば、 $\lambda / 2$ 離隔して平面上にマトリクス状に配置されたものである。4 2 は、初期同期を確立させるときに、切り替えタイミング信号 CK_{AS} によって受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の受信信号を時分割で切り替えることにより、受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の出力を切り替え選択して受信信号を出力するアンテナスイッチである。

【 0 0 7 0 】

4 3 は受信チャンネルの推定手段である。4 4 は、信号強度測定回路の一例としてのエンベロープ検出回路であって、ミキサ 4 が出力する受信信号のエンベロープレベルを検出して、デジタル値を出力する。4 5 は、システムマイコン 1 1 により制御され、切替タイミング信号 CK_{AS} をアンテナスイッチ 4 2 に供給し、後述するシフトレジスタ 4 6 に入力タイミング信号 CK_2 を供給するタイミング信号発生回路である。

【 0 0 7 1 】

図 9 は、図 8 に示した受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の切替タイミング信号 CK_{AS} および入力タイミング信号 CK_2 の相互関係を示す波形図である。

周期 t_0 の入力タイミング信号 CK_1 を分周し、選択期間 t_0 の 1 周期ずつタイミングをずらせた 4 種のタイミング信号 CK_{AS} ($CK_{A1} \sim CK_{A4}$) を発生する。

アンテナ $A_1 \sim A_4$ の受信信号は、アンテナスイッチ 4 2 において、それぞれ、

タイミング信号 $CK_{A1} \sim CK_{A4}$ により、周期 $4t_0$ に 1 回の割合で、順次切り替え選択され、その出力信号が受信信号として高周波増幅器 3 に出力される。

【0072】

46 は、検出されたエンベロープレベルのデジタル値を、入力タイミング信号 CK_2 毎に取り込んでシフトさせるシフトレジスタである。図示の例では、受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の総数に対応して、同数のレジスタ段数を備えている。受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ で受信された受信信号のエンベロープレベルは、それぞれ、各段 $r_1 \sim r_4$ をシフトして行くが、常に、いずれかの段に一時記憶されている。なお、メモリを用いてシフトレジスタ 46 の機能を実現することもできる。

47 はシフトレジスタ 46 の各段の出力を加算する加算器である。加算器 47 は、異なる位置に配置されている受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ で受信された信号のそれぞれのエンベロープレベルを合成出力している。

【0073】

推定回路 10 は、基本的には、図 1 に示された推定回路と同様なものである。受信装置 40 に予め設定されている、滞留時間 t_1 および周波数ホッピングパターンを保持しており、初期同期を確立させるときに、エンベロープ検出回路 44 にて測定された、サンプリング（掃引）中における受信信号の信号強度に基づいて、受信信号が当該受信装置 40 に対して送信されている希望波信号かどうかを推定する。

図 1 に示した変調方式判別回路 9 を設けて、ミキサ 4 の出力を入力してもよい。しかし、この図 8 では、1 次変調方式を判別する場合にも、後述するように推定回路 10 が信号強度測定回路 8 の出力に基づいて 1 次変調方式の推定を行うようにしている。

【0074】

初期同期を確立させるときに、システムマイコン 11 の制御下で、タイミング信号発生回路 45 がアンテナスイッチ 42 を切り替え選択する。

このとき、時定数切替回路 17 は、ループフィルタの時定数を低速、言い換えれば時定数を長くするので、PLL 回路 12 の局部発信周波数は比較的低速で掃引され、周波数チャンネル $f_0 \sim f_g$ 間において受信信号の周波数スペクトルに応

じたエンベロープレベルがサンプリングされる。なお、通常受信時には、アンテナスイッチ 4 2 の切り替えを行わず、いずれか 1 つの受信アンテナの受信信号が高周波増幅器 3 に出力され、図 1 と同様にミキサ 4 を経由して 1 次復調器 5 に入力される。

【 0 0 7 5 】

アンテナスイッチ 4 2 により、受信点が時分割で順次、切り替えられることとなるので、以後、この切替を「スペースホッピング」と名付ける。スペースホッピングのレート（ある 1 本の受信アンテナから受信信号を選択している選択期間 t_0 の逆数）は、シンボルレート（1 シンボル周期の逆数）に比べて低速であり、シンボルレートの数分の 1 ～数十分の 1 でよい。このようなスペースホッピングを低速スペースホッピングと定義する。

なお、スペースホッピングのレートを、シンボルレートよりも十分大きくしたときには、図 8 に示した信号強度測定回路 8 の構成に代えて、ミキサ 4 から出力される中間周波帯の受信信号を、アンテナ別にエンベロープレベルを検出し、検出されたアンテナ毎のエンベロープレベルを加算合成すればよい。

【 0 0 7 6 】

サンプリング（掃引）の方法は、図 4 に示すサンプリングの場合には、ホッピングパタンの 1 周波数チャンネルの滞留時間 t_1 内で、全周波数チャンネルを 1 回サンプリング（掃引期間：図 3 の T_1 ）し、図 6 に示すサンプリングの場合には、滞留時間 t_1 内で、全周波数チャンネルを複数回、サンプリングする。

いずれも、滞留時間 t_1 の数倍の期間にわたって複数回繰り返してサンプリング（掃引）をすることにより、ホッピングパタン内の 1 つの滞留時間 t_1 における周波数チャンネルの検出だけでなく、複数の滞留時間 t_1 にまたがるホッピングパタンの検出が可能となる。

いずれの場合でも、1 回の掃引期間 T_1 中において、それぞれのタイミングで、少なくとも 2 以上の受信アンテナが、望ましくは、全受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ が各周波数チャンネル $f_0 \sim f_g$ の受信信号のエンベロープレベルを検出できるように、スペースホッピングレートを設定しておく。

【 0 0 7 7 】

図 1 0 は、スペースホッピング時に、ミキサ 4 から出力される受信信号と、そのエンベロープ合成期間とを模式的に示す波形図である。

各受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ からの受信信号は、選択期間 t_0 で切り替えられて順次出力されている。この受信信号は、ミキサ 4 により中間周波帯に変換されたもので、1 次変調されている。

エンベロープ検出回路 4 4 は、信号強度測定回路の 1 例である。受信信号を整流ダイオードと平滑回路により半波または全波整流することにより包絡線検波する。あるいは、これと等価な演算を行うことによりエンベロープを検出する。

【 0 0 7 8 】

なお、基準周波数信号発生器を用いて同期検波できるときには、受信信号を同期検波し、基準周波数信号と同相の I 成分と、直交する Q 成分とを算出して、受信信号の振幅（複素包絡線）を算出してエンベロープレベルとしてもよい。

検出されたエンベロープレベルは、隣接受信アンテナの受信信号成分と干渉を起こさないように、低域通過フィルタを通す。この低域通過フィルタの特性としては、例えば、スペースホッピングレートの半分の周波数帯域（ナイキストの帯域）を通過させるものとすればよい。

なお、信号強度測定回路としてエンベロープレベル検出回路 4 4 を用いているが、受信信号を 2 乗して低域通過フィルタに通し、各受信アンテナの選択期間 t_0 毎に平均電力を計算し、そのまま、あるいは、これの平方根を取って信号強度として出力してもよい。この場合も、以下の回路は同様構成でよい。

【 0 0 7 9 】

エンベロープ検出回路 4 4 出力を、各選択期間 t_0 中に 1 回、入力タイミング信号 CK_2 の立上がりでサンプリングし、シフトレジスタ 4 6 に入力する。なお、エンベロープ検出回路 4 4 内の低域通過フィルタの遅延特性等に応じ、適当な入力タイミングとなるように、タイミング信号 CK_1 に対し、入力タイミング信号の CK_2 の立上がり位相を設定しておく。

シフトレジスタ 4 6 の各段には、受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の各選択期間における受信信号のエンベロープレベルがそれぞれ蓄積されるとともに、順次シフトされながら更新される。各段が出力するエンベロープレベルは、加算器 4 7 において

加算されることにより、複数の受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ で受信した受信信号のエンベロープレベルが合成される。

【 0 0 8 0 】

シミュレーションの 1 例によれば、1 本の受信アンテナのみで受信信号のエンベロープのレベルを検出したときに、エンベロープレベルの分散値が数 1 0 d B であったが、受信点が $\lambda / 2$ 間隔でマトリックス配置された 9 本の受信アンテナからの受信信号のエンベロープレベルを加算合成することによって、エンベロープレベルの分散値が数 d B まで圧縮された。

【 0 0 8 1 】

1 次変調方式として F S K 等の振幅一定の変調方式を用いていれば、検出されるエンベロープレベルは一定である。ここで、スペースホッピングを用いれば、受信信号の周波数が異なっても、合成されたエンベロープレベルの変動は少なくなる。したがって、安定に信号強度を検出でき、推定回路 1 0 において、信号強度に基づいて、各周波数チャンネルにおける受信信号の存在および、ホッピングパタンの推定に有効である。しかし、受信信号の位相は、スペースホッピングによって、かえって任意の位相に変化してしまうので、このままでは、1 次復調は困難である。

【 0 0 8 2 】

一方、1 次変調方式として、B P S K (2 相位相変調) や D P S K (差動位相変調) を使用し、帯域制限によって振幅一定ではなくなった変調方式を使用した場合、受信信号のエンベロープレベルが一定とならない。

しかし、ミキサ 4 で中間周波数帯に変換された受信信号を積分した上でエンベロープレベルを検出すれば、エンベロープレベルの変動が少なくなるので、その後、同様に、各アンテナからの受信信号のエンベロープレベルを合成出力すれば、受信信号が存在する周波数チャンネルの推定が可能である。

積分操作を行わない場合でも、合成されたエンベロープレベルを、その平均値と分散値とにより評価すれば、周波数チャンネルの推定が可能である。

【 0 0 8 3 】

推定回路 1 0 は、この受信装置 4 0 に設定された周波数ホッピングパターン、お

よび、その1周波数チャンネルにとどまる滞留時間 t_1 の値を保持している。したがって、図6に示した場合はもちろん、図4に示したサンプリング（掃引）においても、滞留時間 t_1 について1回以上の掃引（サンプリング）を行い、このような掃引を滞留時間 t_1 の複数倍の期間において行い、信号強度を測定することにより、受信信号の周波数チャンネルの時間的变化パターン、およびまたは、同じ周波数チャンネルが連続して検出される回数から、希望波であるかどうかを推定することができる。

希望波であると推定されたときには、PLL回路12内のループフィルタの時定数を切り替えて、希望波信号の受信を行う。そして、最終的に、希望波信号の1フレーム内に含まれる情報データから希望波信号かどうかの判定を行い、希望波信号であれば、初期同期が確立したのものとして送信装置と通信を行うようにする。

【0084】

なお、通常受信モードであっても、常時、スペースホッピングを併用して、推定手段10がスペースホッピングで周波数チャンネルのモニタを行えば、周波数ホッピングパタンのパタン同期誤りなどを監視できる。

上述した説明では、アンテナアレー41として等間隔 $\lambda/2$ でマトリクス状に配置したが、離隔間隔は、必ずしも $\lambda/2$ である必要はなく、 $1/4\lambda$ ないし λ 程度がよい。また、必ずしも、等間隔に配置する必要はない。マトリクス配置に代えて直線上に配置してもよい。

【0085】

なお、図示の例では、図1，図7に示したような変調方式判別回路9を設けていない。しかし、上述したように、合成されたエンベロープレベルから、推定回路10は、振幅一定の変調方式であるかどうかを識別できる。その結果、振幅一定の変調方式であれば、FSKであることが推定され、振幅一定でなければ、BPSKやDPSKであることが推定される。

2. 4GHzのスペクトラム拡散（SS）バンドでは、直接拡散（DS）方式、周波数ホッピング（FH）方式と各種ある。このうち、直接拡散（DS）方式のスペクトラム拡散信号が受信されているときときには、スペクトラムが広帯域

にわたって拡散されているため、局部発信周波数を掃引しても、特定の周波数チャンネルにおいて大きなエンベロープレベルが検出されることはない。したがって、直接拡散(DS)方式の受信信号であるか、周波数ホッピング(FH)方式の受信信号であるかの推定は可能である。

【0086】

ベースバンド信号処理部6において受信データを出力するには、符号化方式、いわゆるベースバンド変調方式や、エラー検出訂正方式についても予め知っておく必要がある。しかし、2.4GHzのスペクトラム拡散(SS)バンドの例では、使用されているSS方式の種類やメーカー仕様は数が限られている。したがって、1次変調方式、周波数チャンネル、周波数ホッピングレート(滞留時間 t_l の逆数)、周波数ホッピングパターン等の方式と、ベースバンド変調方式やエラー検出訂正方式との間には、相関関係がある。

そのため、1次変調方式、周波数チャンネル、周波数ホッピングレート、周波数ホッピングパターン等の1つ以上が推定できれば、これらの方式から、ベースバンド変調方式やエラー検出訂正方式が推定できる。すなわち、DS、FHのいずれのエンベロープであるか、一次変調方式はFSKかPSKか、FHであれば、そのホッピングパターンとホッピングレートとがどうなっているかを推定するだけで十分である。

したがって、信号強度を測定するだけでも受信データを出力可能である。

【0087】

上述した説明では、図1を参照して説明した実施の形態を前提として説明した。これに代えて、図7を参照して説明した実施の形態を前提としてもよい。

なお、図1、図7を参照して説明した実施の形態において、信号強度測定回路8として、図8を参照して説明したエンベロープレベル検出回路44等を用いることができる。

【0088】

本発明の実施の形態では、スペクトル拡散通信を例にとって説明したが、これに限定されるものでなく、各種無線通信システムに適用することが可能である。

例えばFH方式でなく、複数の周波数チャンネルの内、送信装置が何れかの空

きチャンネルを利用して通信を行っているような方式の場合においても、初期同期確立動作時において、PLL回路12において全周波数チャンネルの帯域のサンプリング（掃引）を行い、この掃引期間内において、受信された受信信号の信号強度と変調方式が同一かどうかの検出を推定手段7により行って希望波信号を推定することも可能である。この場合、例えば推定手段7において複数の信号が希望波信号と推定された時は、これら複数の希望波信号の1フレーム内に含まれる情報データから最終的に希望波信号かどうかの判定を行うようにすれば良い。

【0089】

【発明の効果】

以上説明したように本発明は、PLL回路から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、PLL回路から出力される出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替え、その切替期間において受信される受信信号から送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにしている。

従って、推定手段により送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定し、この推定結果に基づいて、初期同期を確立することで、初期同期に要する時間の短縮化を図ることができる。

【0090】

また、PLL回路から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、PLL回路に備えられているフィルタ回路の時定数を第1の時定数から第2の時定数に切り換えると共に、PLL回路から出力される出力信号の周波数を一方端の受信チャンネルから他方端の受信チャンネルに切り替える切替期間において受信される受信信号から送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定するようにしている。

従って、この場合も推定手段により送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定し、この推定結果に基づいて、初期同期を確立することで、初期同期に要する時間の短縮化を図ることができる。

【0091】

特に、通信方式がスペクトル通信の周波数ホッピング方式の場合は、推定手段

により、ホッピングパターンを参照しながら、例えば複数回のサンプリングにより得られた受信信号から受信チャンネルの推定を行うことで、極めて短時間で、且つ、確実に送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定することができるため、初期同期に要する時間の更なる短縮化を図ることが可能になる。

【 0 0 9 2 】

また、本発明は、制御手段の制御により実現することができるので、新たな回路等を追加することなく、また追加するとしても時定数の異なるフィルタ回路を追加するといった簡単かつ低コストで実現することができるといった利点もある。

スペースホッピングを用いて信号強度の合成を行えば、マルチパスフェージングによって生じる各周波数チャンネル毎の信号強度の変動を低減することができるから、受信チャンネルを推定することが安定して簡単かつ低コストで実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の形態とされる周波数ホッピング方式により通信を行う受信装置のブロック図である。

【図 2】

本実施の形態とされる受信装置に対応する送信装置のブロック図である。

【図 3】

本実施の形態の受信装置の初期同期確立時、PLL回路から出力される出力信号の波形図である。

【図 4】

本実施の形態の受信装置の初期同期確立時、信号強度測定回路で検出される信号波形を示した図である。

【図 5】

本実施の形態の受信装置の初期同期確立時、変調方式判別回路の検出結果を示した図である。

【図 6】

本実施の形態の受信装置の初期同期確立時、推定回路で得られる信号波形を示した図である。

【図 7】

本発明の実施の形態とされる周波数ホッピング方式により通信を行う受信装置のブロック図である。

【図 8】

本発明のさらに他の実施の形態とされる周波数ホッピング方式により通信を行う受信装置のブロック図である。

【図 9】

図 8 に示した受信アンテナ $A_1 \sim A_4$ の切替タイミング信号 CK_{AS} および入力タイミング信号 CK_2 の相互関係を示す波形図である。

【図 10】

スペースホッピング時に、ミキサ 4 から出力される受信信号と、そのエンベロープ合成期間とを模式的に示す波形図である。

【図 11】

周波数ホッピング方式の原理説明図である。

【図 12】

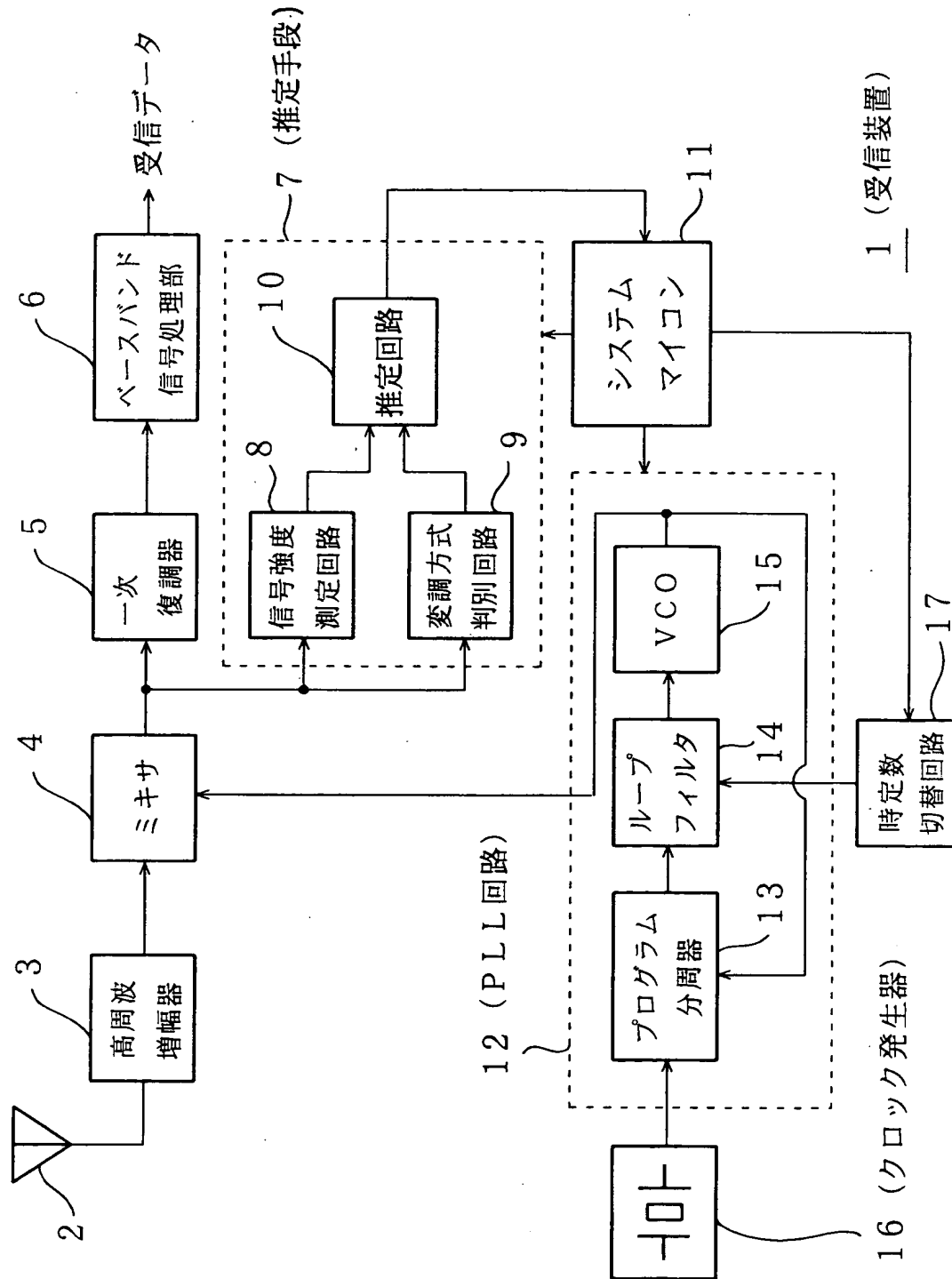
従来の初期同期確立動作を説明するための図である。

【符号の説明】

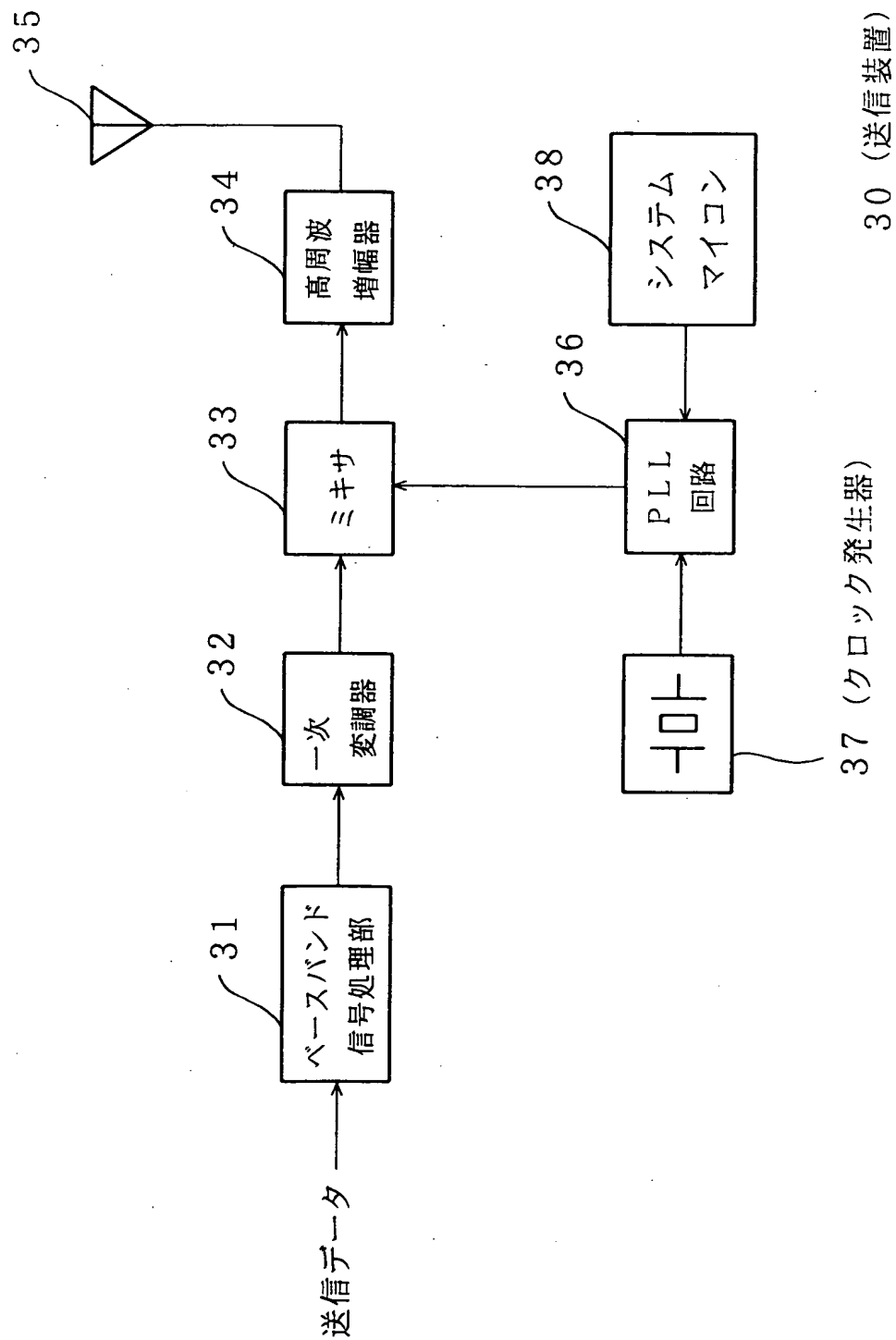
1 受信装置、2 受信アンテナ、3 高周波増幅器、4 ミキサ、5 一次復調器、6 ベースバンド処理部、7 推定手段、8 信号強度測定回路、9 変調方式判別回路、10 推定回路、11 システムマイコン、12, 21 PLL 回路、13 プログラム分周器、14, 22 ループフィルタ、15 VCO、16 クロック発生器、17 時定数切替回路、40 受信装置、41 アレーアンテナ、42 アンテナスイッチ、43 推定手段、44 エンベロープ検出回路、45 タイミング信号発生回路、46 シフトレジスタ、47 加算器

【書類名】 図面

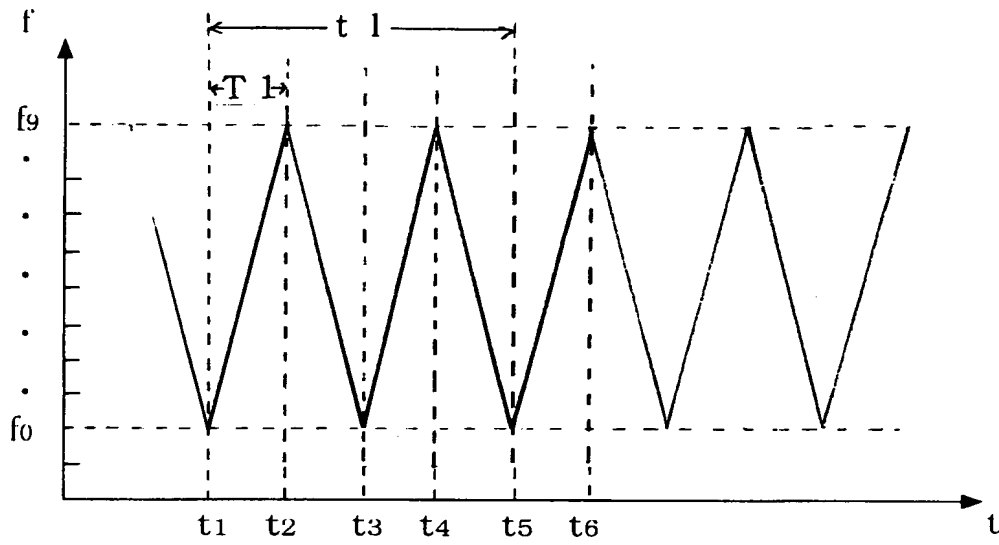
【図 1】



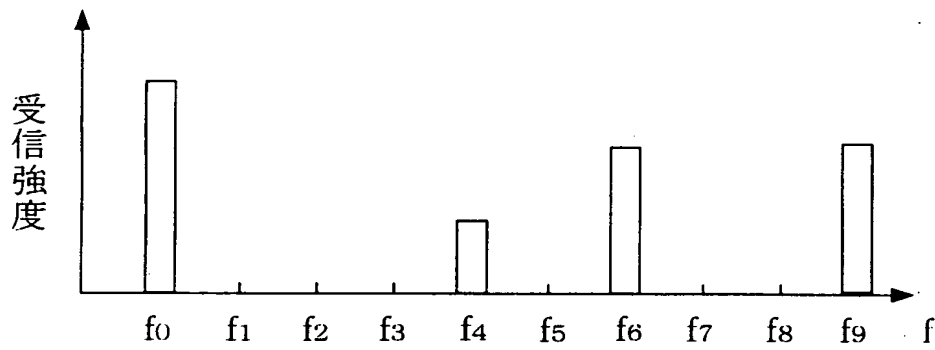
【図 2】



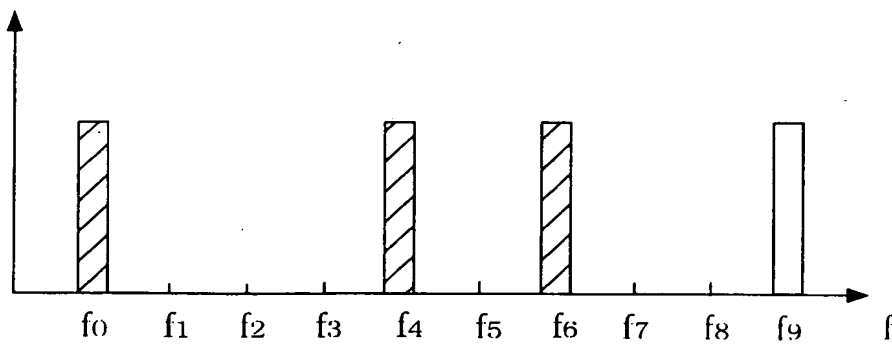
【図 3】



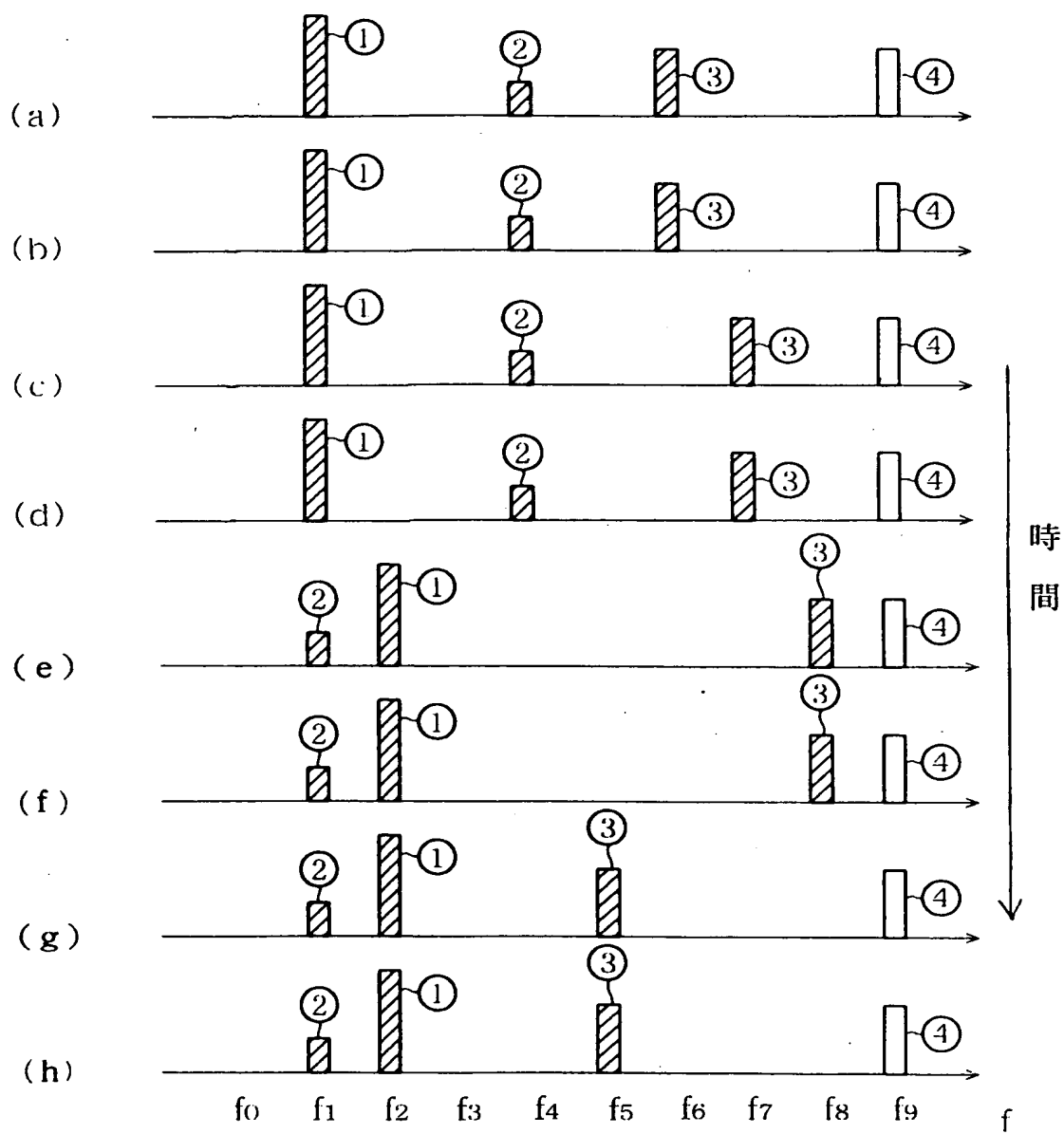
【図 4】



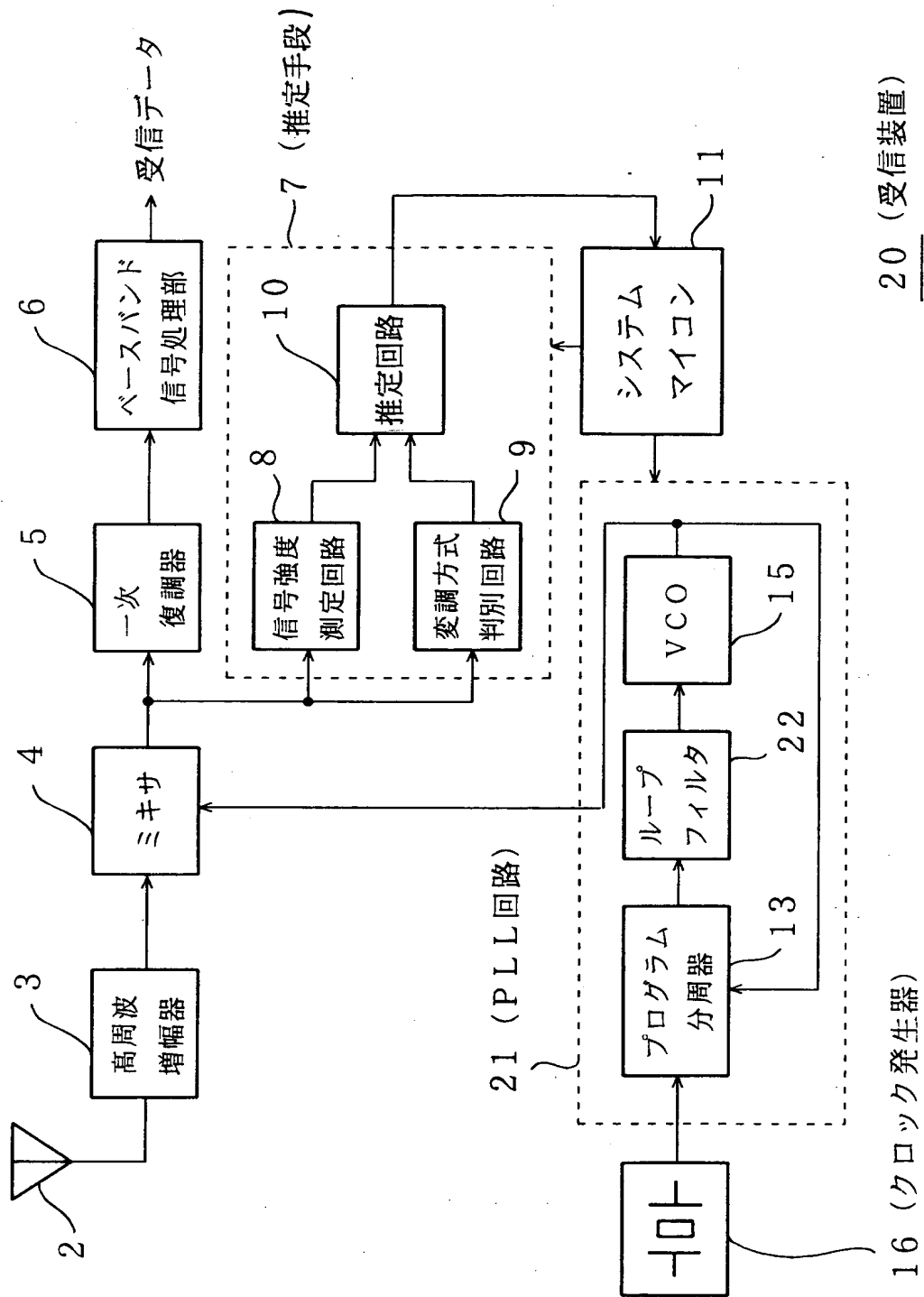
【図 5】



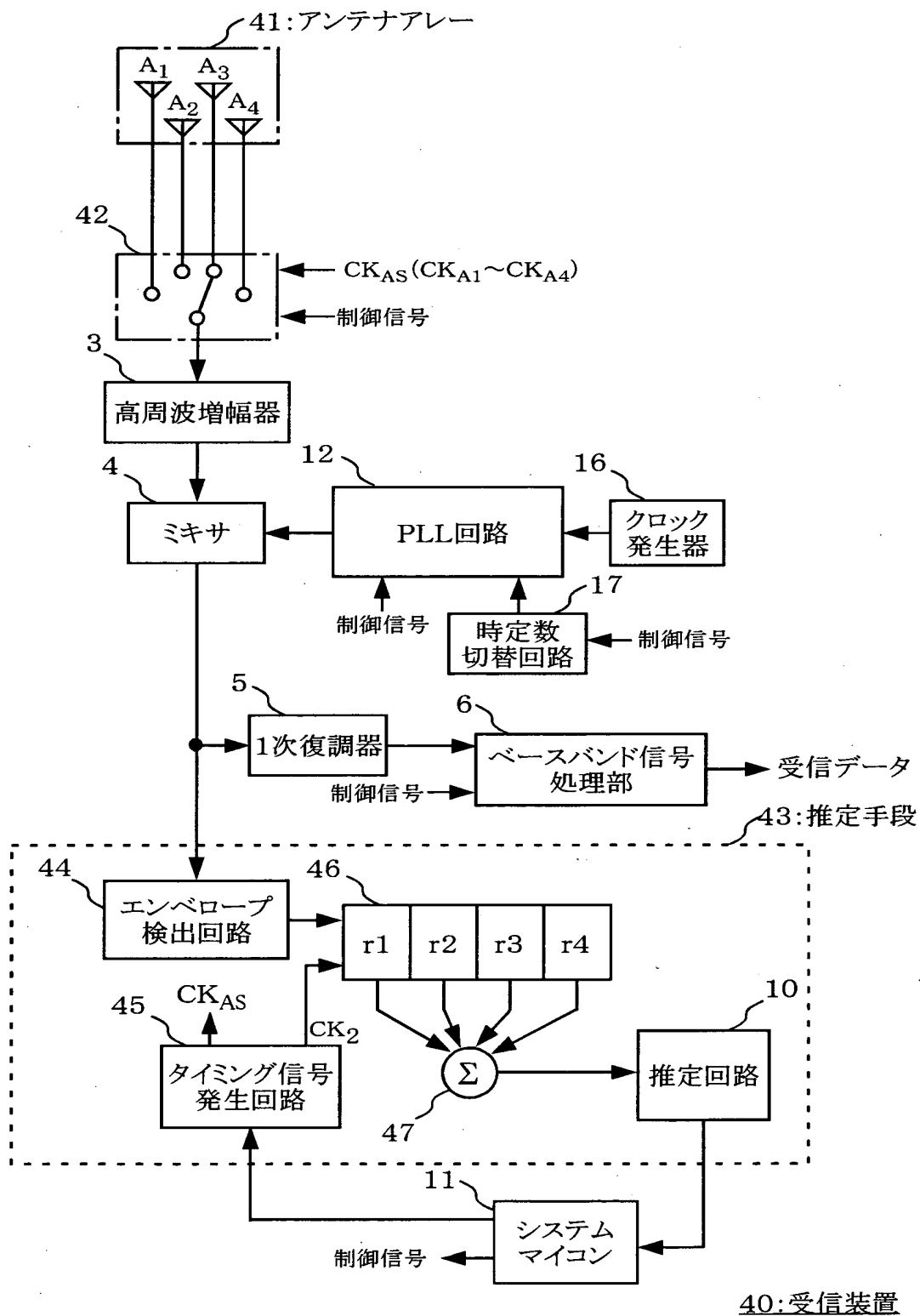
【図 6】



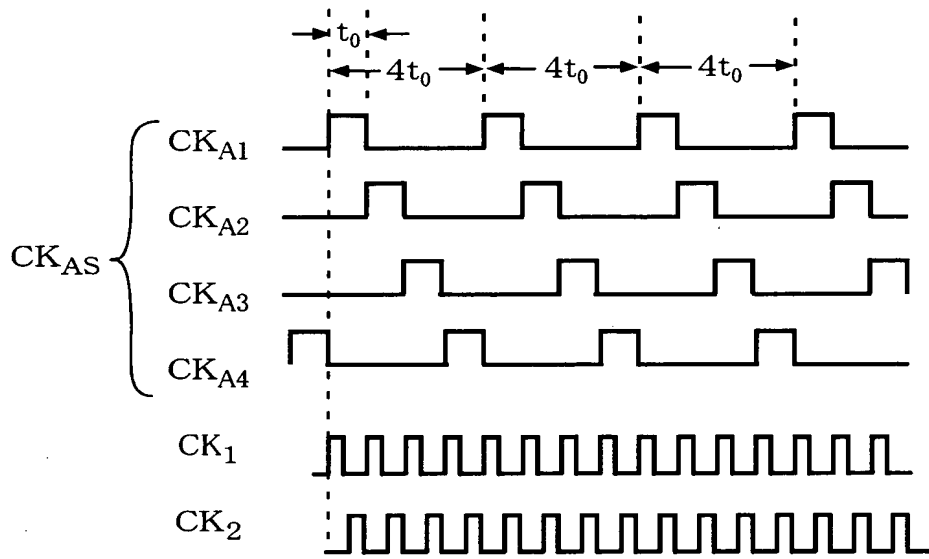
【図 7】



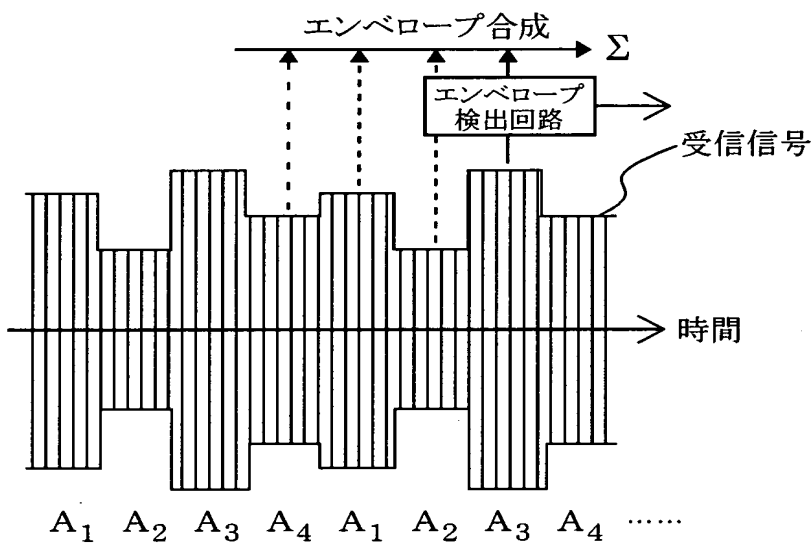
【図 8】



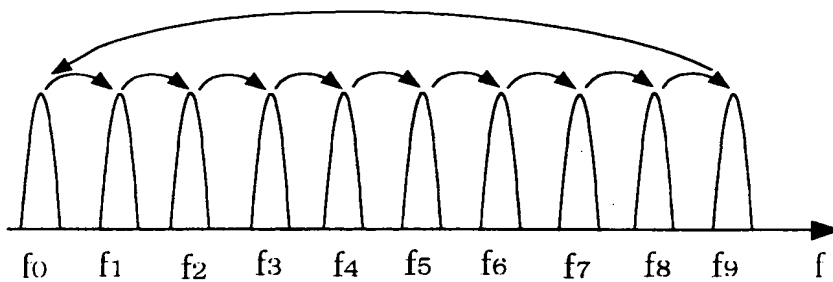
【図 9】



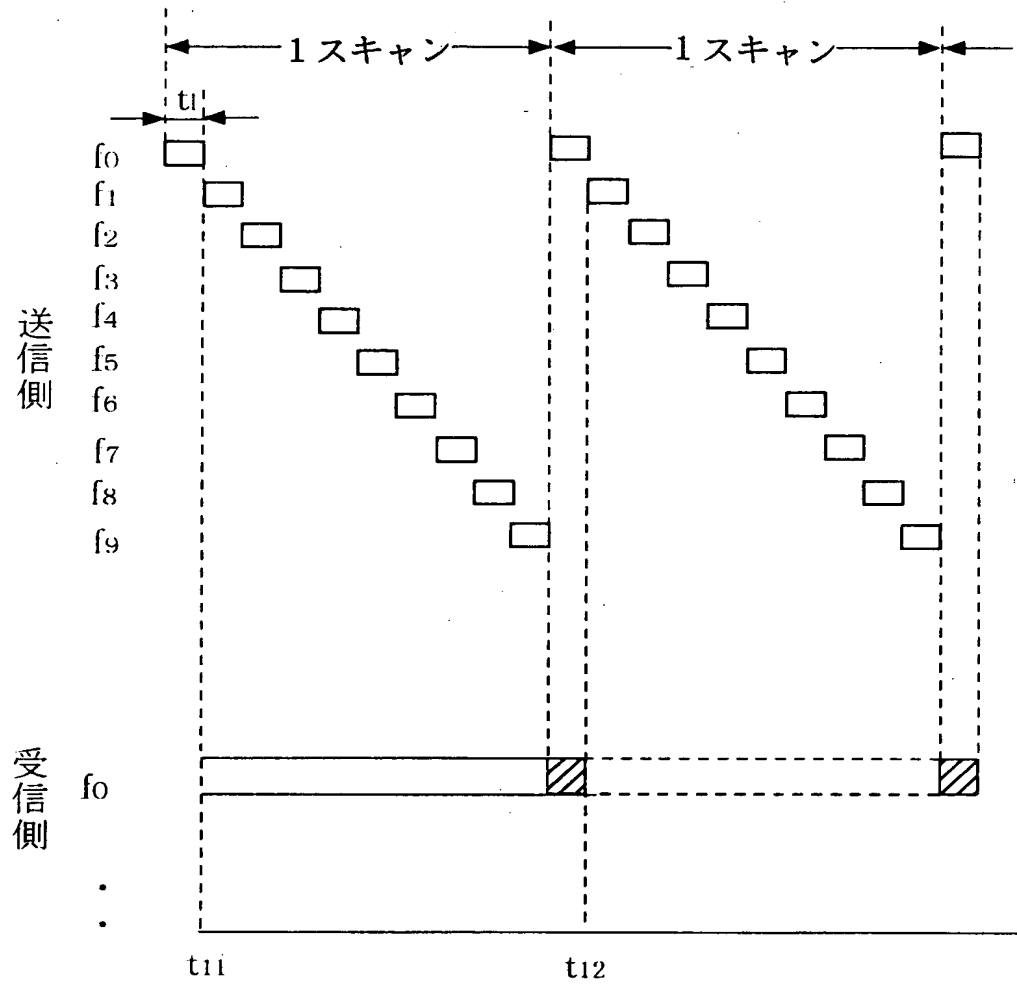
【図 10】



【図 11】



【図 1 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 初期同期確立に要する時間の短縮化を図る。

【解決手段】 PLL回路12から出力される出力信号の周波数を、送信信号の送信チャンネルに対応した受信チャンネルに設定する際に、時定数切替回路17によりループフィルタ14の時定数を低速に切り替えると共に、PLL回路12から出力される出力信号の周波数を、周波数チャンネルの最も高い周波数から最も低い周波数との間を掃引させることで、その掃引期間において受信される受信信号から送信チャンネルに対応した受信チャンネルを推定し、この推定結果に基づいて初期同期を確立するようにした。複数の受信アンテナを用い、時分割で切り替えて、各アンテナからの受信信号のエンベロープを合成すれば、マルチパスフェージングの影響が低減された確実な受信チャンネルの推定が可能となる。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-121411
受付番号	50000509883
書類名	特許願
担当官	佐藤 一博 1909
作成日	平成12年 5月12日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000201814
【住所又は居所】	千葉県茂原市大芝629
【氏名又は名称】	双葉電子工業株式会社

【代理人】

申請人

【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階
【氏名又は名称】	脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所
【氏名又は名称】	鈴木 伸夫

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000201814]

1. 変更年月日 1990年 8月20日
[変更理由] 新規登録
住 所 千葉県茂原市大芝629
氏 名 双葉電子工業株式会社